

Améliorer la pureté spectrale des amplificateurs de puissance RF

Jean-Luc Levant - F4GSC - Privel Bretaudeau - F4GET

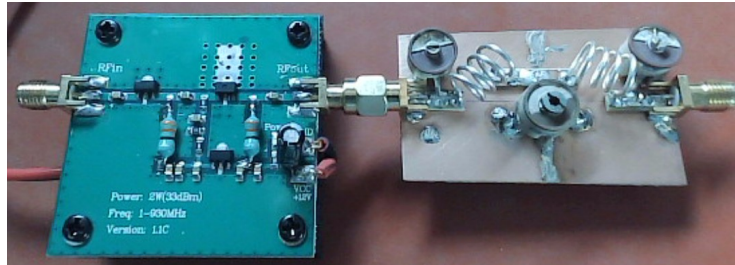


Figure 1. Filtre passe-bas associé à l'amplificateur de puissance.

Des amplificateurs RF de quelques watts à quelques dizaines de watts ainsi que des émetteurs/récepteurs sur différentes bandes amateurs peuvent être approvisionnés pour un coût raisonnable. Cependant ce prix attractif est souvent au détriment de la qualité du filtrage de l'étage de puissance. Par voie de conséquence, une partie de ces harmoniques non désirées peuvent être rayonnées par les antennes.

Les recommandations du règlement des radiocommunications imposent des niveaux maximum à ces émissions hors bandes appelés encore rayonnements non essentiels. Le but de cet article est de donner une méthodologie pour mesurer la pureté spectrale des émissions puis de les filtrer afin de respecter les recommandations .

Méthodologie

Six étapes sont proposées pour mener à bien le filtrage d'un amplificateur de puissance RF:

1. Déterminer les caractéristiques des rayonnements non essentiels.
2. Déterminer les caractéristiques du filtre.
3. Choisir la structure du filtre et dimensionner les éléments.
4. Pré-vérifier les performances par la simulation (QUCS).
5. Réaliser le filtre.
6. Vérifier et optimiser le filtre par la mesure avec un nanoVNA.

Description de l'amplificateur à tester

Cet amplificateur large bande (900MHz) et de puissance moyenne (2 watts) est choisi pour notre exemple de filtrage. Il peut être approvisionné depuis de nombreux sites marchands.

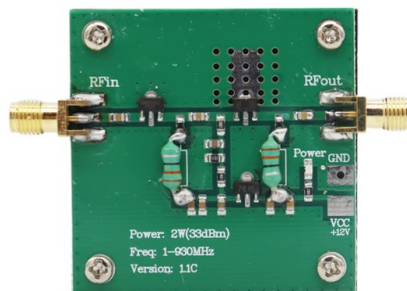


Figure 2. Amplificateur de puissance fournissant jusqu'à 2 watts (+33 dBm).

Ces principales caractéristiques:

- **Gamme de fréquences:** 1 à 900 MHz,
- **Tension d'alimentation:** +12 v, Transistors alimentés par du +5 v généré par un régulateur de tension intégré sur la carte,
- **Puissance de sortie:** 2 watts (+33 dBm)
- **Gain en puissance:** +44 dB
- **Puissance maximale d'entrée:** -11 dBm
- **Prix:** < 8 €.

Limite des rayonnements non essentiels d'après les recommandations de l'ARCEP

Lorsqu'un amplificateur de puissance est poussé à son maximum, ici 2 watts, sa caractéristique de sortie entre dans une zone de saturation. Il s'ensuit alors l'émission d'harmoniques d'ordre 2, 3, 4... qui peuvent être considérés comme des rayonnements non essentiels par l'autorité de régulation des radiocommunications. Le niveau de ces émissions non désirées est réglementé par la décision de l'ARCEP 12-1241^{(1),(2)} qui impose aux stations émettrices de se conformer au règlement des radiocommunications. Deux recommandations sont formulées et c'est la moins contraignante qui doit s'appliquer:

- **Recommandation N°1:** Elle définit de manière générale l'affaiblissement de ces rayonnements relatif à la puissance moyenne (PEP). Il varie en fonction des deux bandes de fréquences qui sont mentionnées ci-après:
 - f < 30 MHz < -50 dBc,
 - f > 30 MHz < -70 dBc
- **Recommandation N°2:** Elle quantifie leur affaiblissement par rapport à leur puissance moyenne P exprimée en dBc:

$$P(dBc) = 43 + 10 \times \log_{10}(P)$$

Par exemple pour une puissance de 120 watts, l'affaiblissement doit être de 63.8 dBc. L'affaiblissement est mesuré par rapport à la puissance de la fréquence de l'émission principale (porteuse). C'est ce que signifie le 'c' de l'unité dBc (carrier, porteuse en anglais).

Limites des rayonnements essentiels appliqué à notre amplificateur

Dans notre cas, la fréquence de travail est de 145 MHz et la puissance maximale recommandée dans la bande des deux mètres par le règlement des radiocommunications est de 120 watts.

Recommandation N° 1

L'affaiblissement des rayonnements non essentiels au-dessus de 30 MHz est de 70 dBc.

Recommandation N° 2

La puissance de notre amplificateur est de 2 watts soit en dBW:

$$P(dBW) = 10 \times \log_{10}(2) = 3 dBW$$

Pour cette puissance l'atténuation des émissions non essentielles doit donc être de:

$$P(dBc) = 43 + 3 = 46 dBc.$$

C'est cette dernière qui est moins contraignante et qui est appliquée.

Configuration de mesure et précautions

La configuration pour mesurer le spectre à la sortie de l'amplificateur est illustrée sur la figure ci-dessous. La mesure de la pureté spectrale est réalisée avec l'analyseur de spectre TinySA Ultra (Le TinySA est aussi possible) . La puissance maximale admissible à son entrée est de +6 dBm.

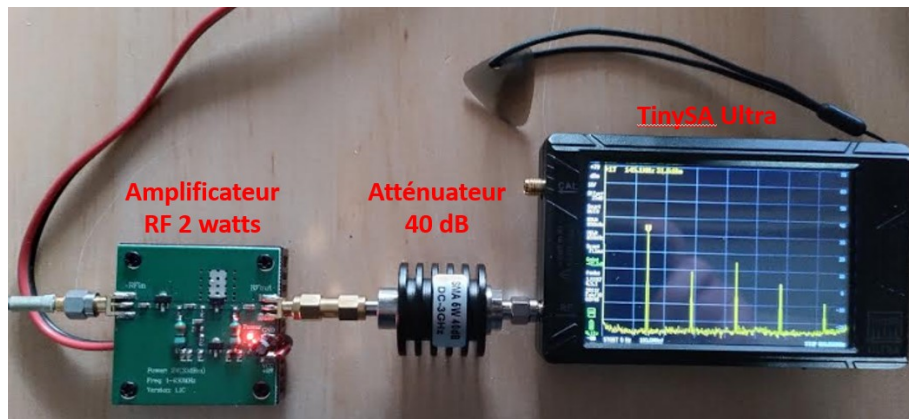


Figure 3. Configuration de mesure.

L'amplificateur peut délivrer jusqu'à +33 dBm. Il est donc nécessaire d'insérer un atténuateur entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée de l'analyseur et il devra supporter au minimum deux watts:

$$A \geq +33 \text{ dBm} - 6 \text{ dBm} \geq +27 \text{ dB}$$

J'en dispose un de 40 dB (5 watts) et après vérification de celui-ci , son atténuation est de 41 dB.

Mesure de la pureté spectrale de l'amplificateur

Sur la figure ci-dessous on peut observer le spectre à la sortie de l'amplificateur lorsque l'amplificateur est poussé à son maximum (2 watts soit +33 dBm).

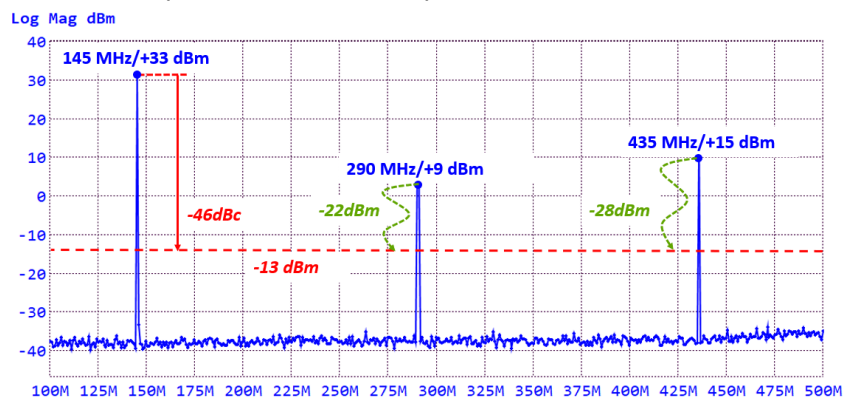


Figure 4. Spectre de l'émission à la sortie de l'amplificateur.

L'affaiblissement des deux harmoniques ne respectent pas la recommandation qui doit être de -46 dBc par rapport à sa fréquence fondamentale de 145 MHz:

- Harmonique 2 (290 MHz): Elle dépasse de +22 dbm la limite,
- Harmonique 3 (435 MHz): Elle dépasse de +28 dBm la limite.

Le filtre devra donc affaiblir ces deux harmoniques et les ramener en dessous de la limite recommandée (-13 dBm).

Choix du filtre

Le filtre de Chebyshev est couramment utilisé notamment pour sa vitesse d'atténuation au-delà de la fréquence de coupure et pour sa faible ondulation dans sa bande passante.

Ce filtre doit avoir les caractéristiques suivantes:

- **Fréquence de coupure:** FC=150 MHz,
- **Affaiblissement:** > 40 dB à 290 MHz et > 46 dB à 435 MHz,
- **ROS:** < 1.1 dans la bande passante 144-146 MHz.

Ondulation dans la bande du filtre

C'est une donnée nécessaire pour renseigner la conception du filtre. Nous allons demander assistance à l'IA⁽⁴⁾ en lui postant la requête ci-dessous:

Comment déterminer le niveau d'ondulation d'un filtre Chebyshev avec un ROS inférieur à 1.1?

Voici la réponse de l'IA que j'ai remise en forme pour ne pas alourdir l'article.

Elle peut être obtenue à partir du coefficient de réflexion:

- *Conversion du ROS en coefficient de réflexion (Γ):*

$$\Gamma = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}, \Gamma = \frac{1.1 - 1}{1.1 + 1}, \Gamma = 0.04762, \text{ avec un ROS} = 1.1.$$

L'ondulation dans la bande passante d'un filtre de Chebyshev est lié au coefficient de réflexion par la relation suivante:

- *Ondulation (dB) = $-10 \times \log_{10}(1 - |\Gamma|^2)$*
 $-10 \times \log_{10}(1 - |0,04762|^2) \approx 0.01 \text{ dB}$

Pour obtenir un ROS inférieur à 1.1, l'ondulation dans la bande passante du filtre doit donc être inférieure à 0.01 dB.

Ordre du filtre

L'affaiblissement demandé est liée à l'ordre du filtre (nombre d'éléments). Il pourrait être déterminé par itération à partir de l'outil **LC Designer Tool**⁽³⁾. Cependant nous allons une nouvelle fois requérir l'assistance de l'IA.

Le filtre Chebyshev passe-bas à une fréquence de coupure de 150 MHz. Il doit affaiblir de 40 dB à 290 MHz et 46 dB à 435 MHz et avoir un taux d'ondulation de 0.01 dB. Quel doit être l'ordre du filtre ?

Voici le résultat de l'analyse et la réponse de l'IA qui précise que le filtre Chebyshev doit être du septième ordre.

Pour déterminer l'ordre du filtre Chebyshev passe-bas selon les spécifications données, j'ai effectué la démarche qui suit.

Données du problème :

- *Fréquence de coupure : 150 MHz*
- *Atténuation de 22 dB à 290 MHz*

- Atténuation de 28 dB à 435 MHz
- Taux d'ondulation dans la bande passante : 0,01 dB

L'ordre du filtre doit être un nombre entier et doit satisfaire toutes les contraintes. Par conséquent, l'ordre du filtre doit être de 5.

J'ai vérifié que cet ordre de 5 satisfait bien les deux contraintes d'atténuation :

- À 290 MHz : l'atténuation obtenue est de 23,11 dB (supérieure aux 22 dB requis),
- À 435 MHz : l'atténuation obtenue est de 42,60 dB (supérieure aux 28 dB requis).

Conception et vérification du filtre

L'outil LC Designer Tool est utilisé pour dimensionner les éléments du filtre. Sur la figure ci-dessous à gauche les caractéristiques du filtre sont entrées. A droite le schéma avec les valeurs des éléments sont générés par l'outil.

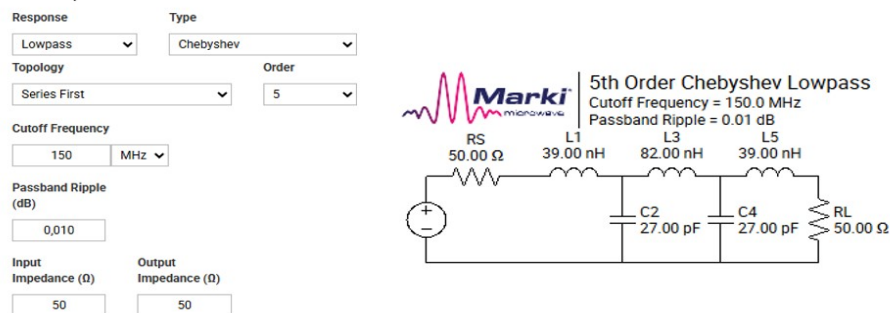


Figure 5. Réalisation du filtre passe-bas d'ordre 5 avec une inductance en série en tête.

L'outil affiche le gain en fonction de la fréquence (noir). D'autres affichages sont possibles tels que la perte d'entrée qui est l'inverse du coefficient de réflexion exprimé en dB.

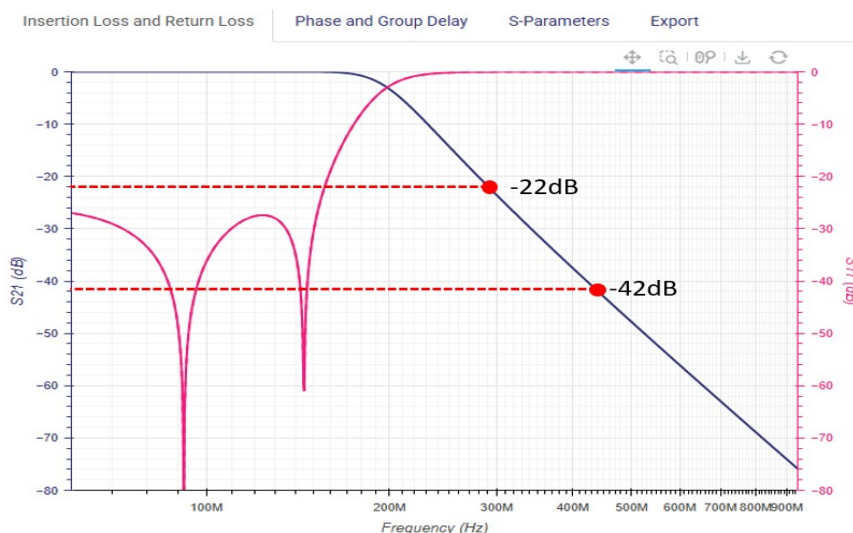


Figure 6. Le filtre d'ordre 5 permet d'atteindre -42 dB à 435 MHz et -22 dB à 290 MHz.

Une autre solution consiste à utiliser comme premier élément une capacité connectée entre l'entrée du filtre et la masse. Cette solution permet de simplifier la réalisation du filtre car elle ne met en œuvre que deux inductances.

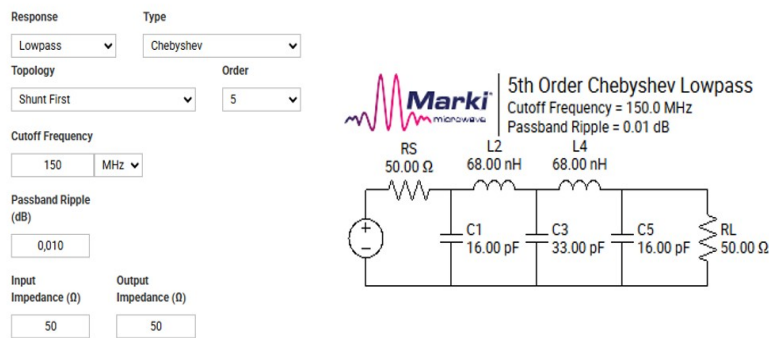


Figure 7. Filtre avec capacité à la masse en tête.

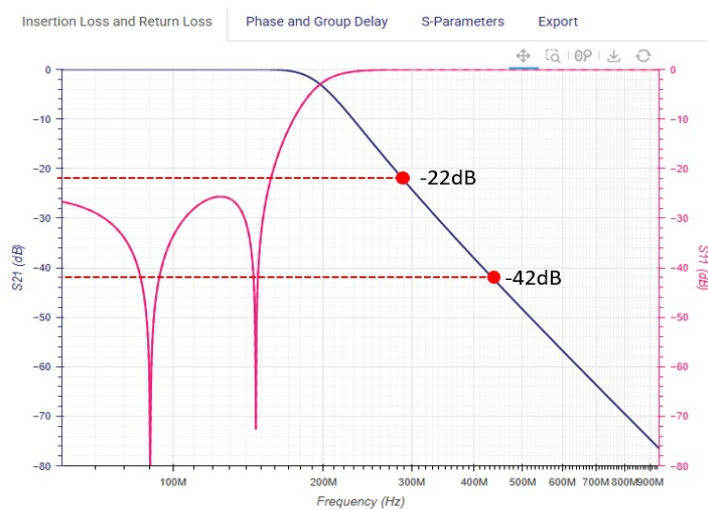


Figure 8. Cette structure de filtre permet d'atteindre -42 dB à 435 MHz et -22 dB à 290 MHz.

Pré-Vérification par la simulation

Le simulateur RF QUCS Studio⁽⁵⁾ est maintenant utilisé pour vérifier la conception de ce filtre passe-bas. Cet outil peut être téléchargé gratuitement et il est régulièrement maintenu. C'est une vérification de premier niveau qui prend en compte que les modèles idéaux des éléments. Nous verrons par la suite comment obtenir par la mesure des modèles plus précis et comment améliorer encore les performances du filtre. Les résultats de la simulation montrés ci-dessous corrélent les choix de la conception.

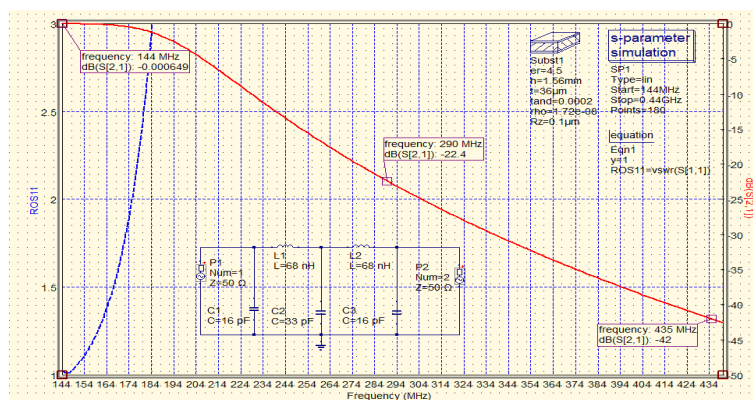


Figure 9. Résultats de la simulation du filtre passe-bas qui corréle avec la conception.

Réalisation

Dimensionnement des inductances

Les inductances peuvent être réalisées en utilisant un outil qui permet le dimensionnement des inductances⁽⁶⁾.

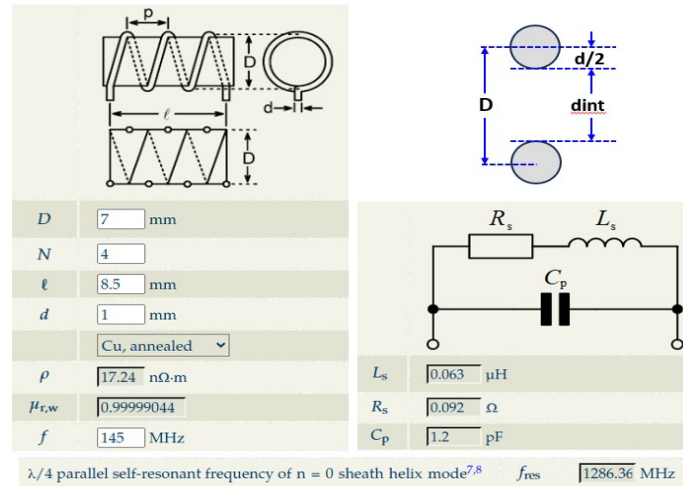


Figure 10. Dimensionnement des inductances L1 et L2.

Les dimensions de L1 et L2 sont:

- **d**: Le diamètre du fil d est de 1 mm,
- **l**: La longueur est de 8.5 mm,
- **dint**: le diamètre intérieur est de 6 mm
- **D**: Le diamètre extérieur est de $dint + d/2 = 7$ mm.

Dans ces conditions, L1 et L2 comportent 4 spires réparties sur la longueur de 8.5 mm. L'outil extrait la résistance série R_s et la capacité inter-spices C_p . Ces deux éléments sont ajoutés au schéma du filtre précédent et une nouvelle simulation est réalisée.

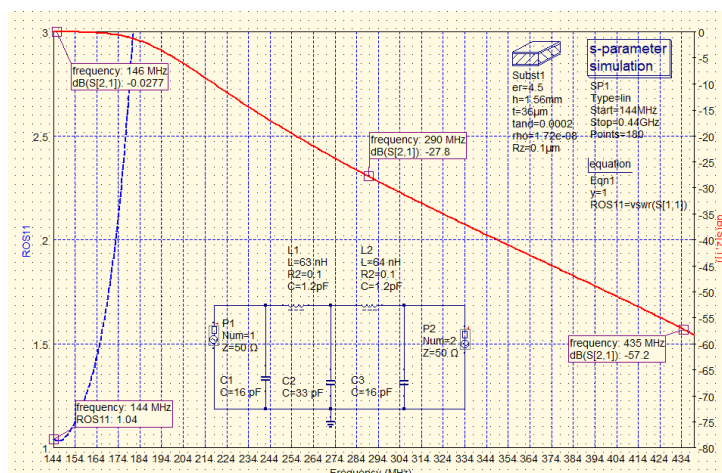


Figure 11. Mise à jour du schéma électrique avec prise en compte des éléments parasites (R_s et C_p) des inductances L1 et L2.

Il y a un impact limité sur la perte d'insertion qui reste très faible. L'ajout de R_s et de C_p améliore les performances du filtre:

- 290 MHz, l'atténuation est de -30.8 dB au lieu de -22.4 dB
- 435 MHz, l'atténuation est de -68.5 dB au lieu de -42 dB

Mesure de l'inductance avec un nanoVNA.

Le nanoVNA est calibré en intégrant le câble de mesure. Après cette opération, le plan de mesure se situe au niveau du connecteur du câble. Un petit dispositif constitué d'un connecteur SMA et d'un morceau de PCB va être utilisé pour mesurer l'inductance. Le montage ajoute à la mesure une inductance parasite (non souhaitée) de 0.976 nH. C'est peu et cela valide le montage de mesure.

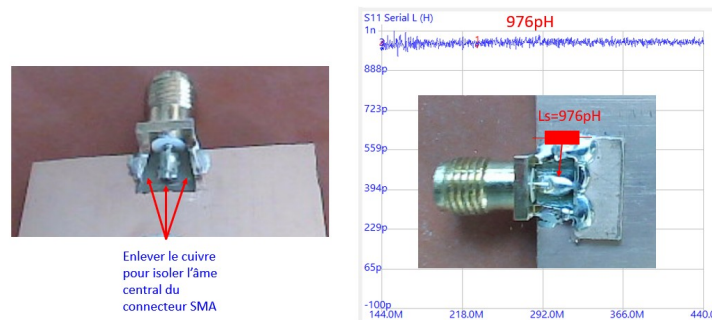


Figure 12. Mesure de qualité de la configuration de mesure.

Réalisation de L1 et L2

L'inductance est réalisée conformément à ce qui a été dimensionnée ci-dessus. La figure ci-dessous montre l'inductance installée sur le montage de mesure. L'application nanovna-Saver⁽⁷⁾ affiche directement pour chacun des trois marqueurs la valeur de l'inductance. Le choix de cet affichage se fait directement dans l'onglet "Display Setup".

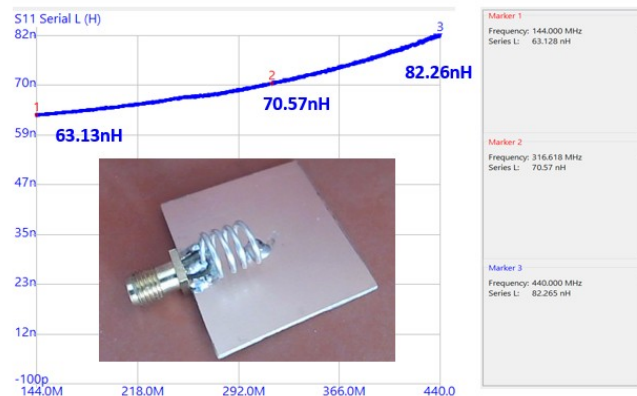


Figure 13. 4 spires, diamètre intérieur 6mm, longueur 8.5 mm, fil diamètre 1 mm.

La valeur de l'inductance mesurée corrèle avec celle trouvée par l'outil de calcul.

Réalisation du filtre

Le filtre est réalisé sur une plaque de cuivre. Les connexions entre les composants sont réalisées par des bouts de languettes de largeur 3 mm (impédance 50 ohms) et découpées dans de l'epoxy cuivrée de 1.6 mm d'épaisseur. Ces languettes sont collées sur le support cuivré.

Mesure du filtre

Le filtre est monté sur un bout de PCB possédant un plan cuivré comme l'illustre la figure ci-dessous. Les deux ports du nanoVNA sont connectés à notre filtre. L'application nanoVNA-Saver doit afficher le format S21.

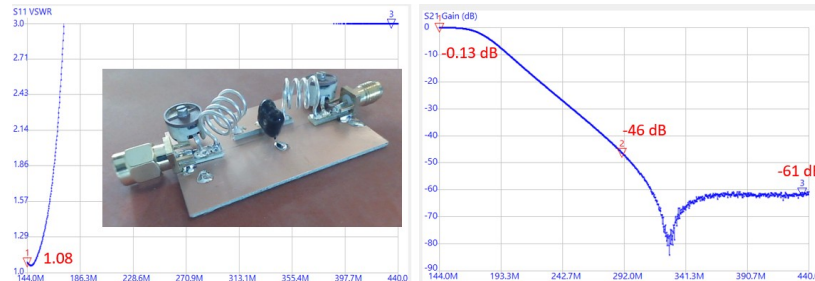


Figure 14. ROS à gauche. Réponse en fréquence à droite.

Analyse de la différence entre la simulation et la mesure

La mesure du dispositif réel montre une différence importante autour des 310 MHz. En effet, un creux apparaît à cette fréquence. Quel élément introduit ce comportement inattendu ?

Il semblerait que le condensateur C2 se comporte comme un court-circuit et donc comme un circuit résonnant série.

Modélisation ds condensateurs C1, C2 et C3

Nous allons utiliser le nanoVNA et la plaquette de mesure pour extraire un modèle plus complet des condensateurs C1, C2 et C3. Son impédance est affichée sur l'abaque de Smith. Sa partie basse est le domaine capacitif et la partie haute est inductive. L'axe horizontal est résistif.

La figure ci-dessous montre le résultat de la mesure ainsi que le modèle complet des condensateurs qui intègre en plus une inductance et une résistance série.

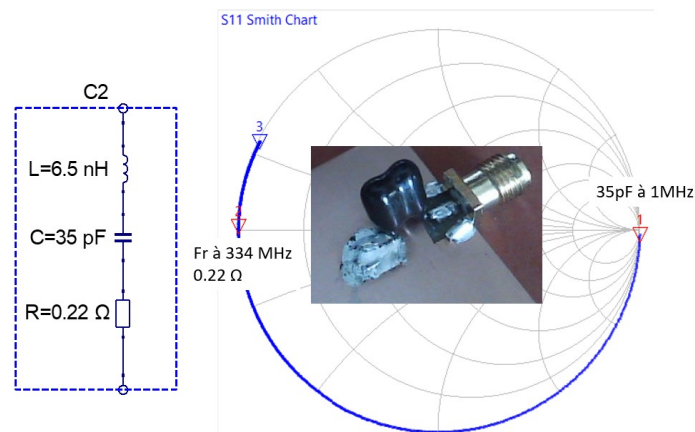


Figure 15. Modèle R, L et C du condensateur C2.

La figure ci-dessus montre que loin de la fréquence de résonance F_r (334 MHz), la valeur de condensateur est de 35 pF et non pas 33 pF. La fréquence F_r apparaît à 334 MHz et l'impédance est équivalente à une résistance série de 0.22Ω . L'inductance est extraire directement par la formule de Thomson:

$$L = \frac{1}{(6.28 \times F)^2 \times C} = \frac{1}{(6.28 \times 334 \text{ MHz})^2 \times 35 \text{ pF}} = 6.5 \text{ nH}$$

Nous procédons de la même manière pour les capacités C1 et C3. La figure ci-dessous montre que loin de la fréquence de résonance Fr (200 MHz), la valeur du condensateur est de 18 pF et non pas 16 pF.

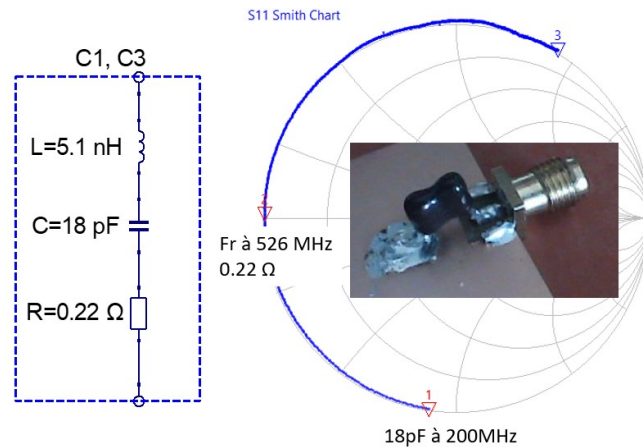


Figure 16. Modèle R, L et C des condensateurs C1 et C3.

La fréquence Fr apparaît à 526 MHz et l'impédance est équivalent à une résistance série de 0.22 Ω . L'inductance série est extraite par la formule de Thomson:

$$L = \frac{1}{(6.28 \times F)^2 \times C} = \frac{1}{(6.28 \times 526 \text{ MHz})^2 \times 18 \text{ pF}} = 5.1 \text{ nH}$$

Mise à jour du schéma et de la simulation

Le schéma est mis à jour avec ces nouveaux modèles de condensateur. La figure ci-dessous corrèle avec la fonction de transfert mesurée vue précédemment.

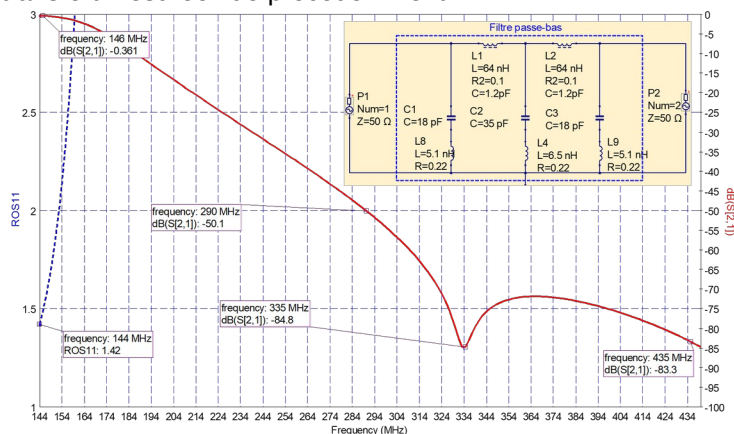


Figure 17. Prise en compte des modèles R,L et C des condensateurs.

Optimisation de la perte d'insertion et du ROS

Voyons maintenant s'il y a intérêt à mettre des condensateurs ajustables à la place des valeurs fixes notamment pour abaisser le ROS et la perte d'insertion.

La figure ci-dessous montre que le réglage des capacités C1, C2 et C3 permettent de réduire la perte d'insertion (<-0.22 dB) et de le ROS (<1.05). Les trois capacités seront donc des ajustables 3/35 pF pour les C1 et C3 et 10/40 pF pour C2. Qucs fournit un outil d'optimisation et de réglage qui permet de sélectionner les composants à régler (C1, C2 et C3). En ajustant les curseurs, la courbe s'actualise directement sur le graphe.

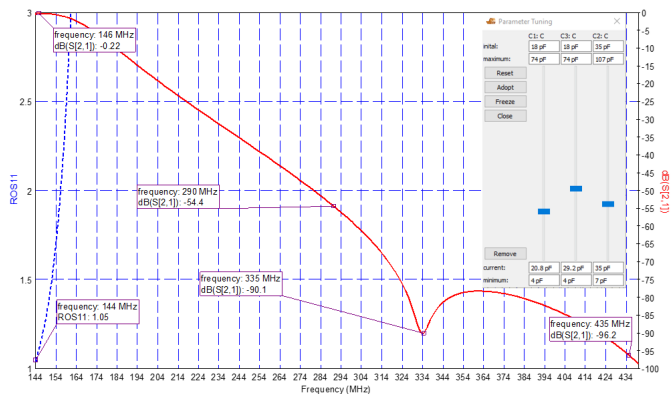


Figure 18. Réglage des condensateurs C1, C2 et C3. Optimisation du ROS et de ma perte d'insertion.

Mesure avec le nanoVNA

La figure ci-dessous montre la mesure des courbes de perte d'insertion et de ROS une fois les condensateurs ajustés. Le ROS est proche de un, la perte d'insertion -0.245 dB dans la bande 144-146 MHz. La résonance de C2 permet d'obtenir plus de 70 dB d'atténuation et 60 dB à 435 MHz.

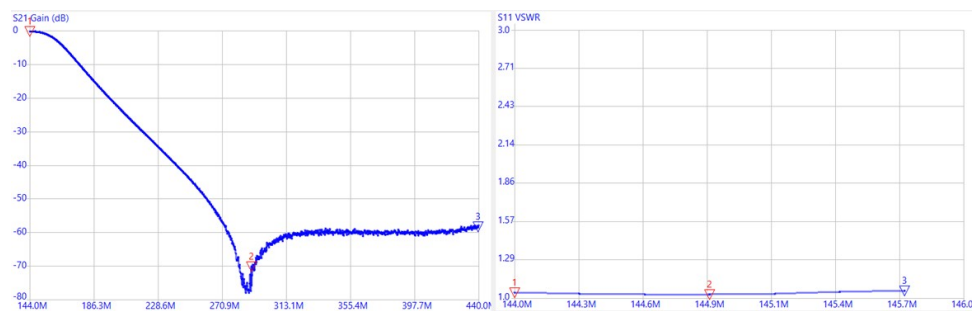


Figure 19. Mesure de la perte d'insertion et du ROS une fois C1,C2 et C3 réglés.

Mesure du filtrage

Le filtre est connecté à l'amplificateur de puissance. La mesure est réalisée en connectant le TinySA Ultra et l'atténuateur à la sortie du filtre.



Figure 20. Le filtre passe-bas est connecté à la sortie de l'amplificateur de puissance.

Le filtrage des deux harmoniques est bien au-dessous de la limite de -13 dbm avec une bonne marge pour le 435 MHz (10.969 dB). L'harmonique 290 MHz est noyée dans le plancher de bruit. La perte d'insertion est un peu plus importante que prévue mais reste inférieure à 0.5 dB.

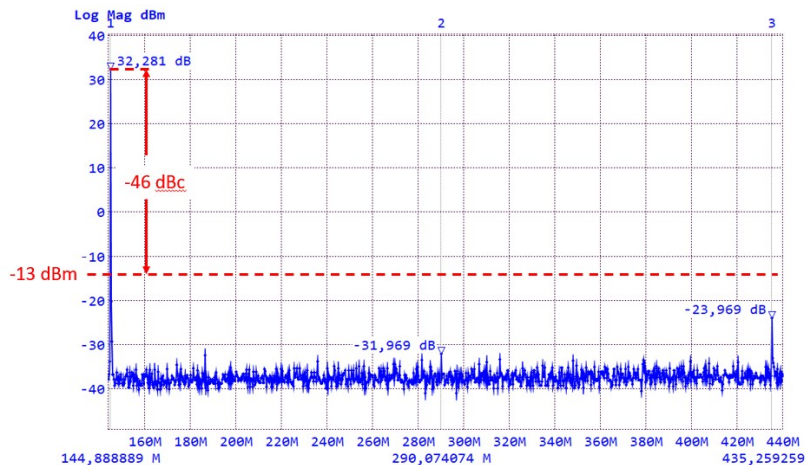


Figure 21. La perte d'insertion est de 0.719 dB.

Conclusions et perspectives

Cet article montre qu'avec l'utilisation des outils logiciels, l'analyseur de spectre et le nanoVNA il est possible de concevoir un filtrage efficace des amplificateurs de puissance. La démarche proposée devrait permettre à tous les OMS de franchir le cap de la réalisation de ce dispositif même s' ils ne sont pas forcément des experts en électronique. Du moins c'était mon intention.

Notes:

- (1) Recommandations UIT-R SM.329-8, https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.329-8-200004-S!!PDF-F.pdf
- (2) Radio REF-Juin 2013, <http://f6kgl.f5kff.free.fr/Articles/RR%202013-06%20CNFRA.pdf>
- (3) <https://markimicrowave.com/technical-resources/tools/lc-filter-design-tool>
- (4) <https://claude.ai>
- (5) <https://qucsstudio.de>
- (6) <https://hamwaves.com>
- (7) <https://nanorfe.com/nanovna-v2-software.html#nanovna-saver>